



(19) BUNDESREPUBLIK

DEUTSCHLAND

DEUTSCHES
PATENTAMT

(12) Offenlegungsschrift

(10) DE 43 19 216 A 1

(51) Int. Cl. 5:

D3
H 04 L 7/06

H 04 L 27/00

H 04 L 27/36

// H 04 N 7/13, H 04 J
13/00

(21) Aktenzeichen: P 43 19 216.5

(22) Anmeldetag: 10. 6. 93

(23) Offenlegungstag: 15. 12. 94 ✓

(71) Anmelder:

Rohling, Hermann, Prof. Dr., 38304 Wolfenbüttel, DE;
Plagge, Wilfried, Dipl.-Ing., 38312 Ohrum, DE.

(72) Erfinder:

gleich Anmelder

(74) Vertreter:

Gramm, W., Prof.Dipl.-Ing.; Lins, E., Dipl.-Phys. Dr.
jur., Pat.-Anwälte; Schrammek, H., Rechtsanw.,
38122 Braunschweig

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

(54) Verfahren zum Senden und/oder Empfangen großer digitaler Datenmengen

(57) Bei einem Verfahren zum Senden und/oder Empfangen großer digitaler Datenmengen, die in paralleler Form auf einer Mehrzahl von zueinander orthogonalen Subträgern moduliert übertragen werden, unter Verwendung einer sendeseitigen inversen Fouriertransformation und eines Synchronisiersignals zur Wiederherstellung des auf dem Übertragungsweg regelmäßig verzerrten Signals im Empfänger, läßt sich das Synchronisignal ohne Reduzierung der Nutzbandbreite dadurch übertragen, daß als Synchronisesignal eine periodisch wiederkehrende Signalfolge den auf den Subträgern modulierten Signalen additiv überlagert wird, wobei das Synchronisignal eine Autokorrelationsfunktion mit einem impulsförmigen Verhalten aufweist.

DE 43 19 216 A 1

DE 43 19 216 A 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Senden und/oder Empfangen großer digitaler Datenmengen, die in paralleler Form auf einer Mehrzahl von zueinander orthogonalen Subträgern moduliert übertragen werden, unter Verwendung einer senderseitigen inversen Fouriertransformation und eines Synchronisiersignals zur Block-, Takt- und Trägersynchronisation.

Verfahren zur digitalen Übertragung von Signalen werden wegen ihrer Störungsanfälligkeit insbesondere für die Rundfunktechnik untersucht: Ein Verfahren der eingangs erwähnten Art ist für die Realisierung eines digitalen Hörrundfunks vorgeschlagen worden (Wächter "Das Übertragungsverfahren des zukünftigen digitalen Hörrundfunks", Der Fernmelde-Ingenieur 11 und 12/92, Seiten 1 bis 43). Das als DAB (Digital Audio Broadcasting) bekannte Verfahren beruht auf der parallelen Übertragung der Datenmengen auf einer Vielzahl von orthogonal zueinander stehenden Subträgern (COFDM-Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex). Eine wesentliche Voraussetzung für das bekannte Verfahren ist eine Datenreduktion der digital abgetasteten Daten von 700 kbit/s auf 128 oder 96 kbit/s. Für die Modulation der gebildeten Daten auf die Subträger wird ein differentielles Phasenmodulationsverfahren benutzt, bei dem die jeweilige Dateninformation in dem Phasenunterschied zum vorherigen Datensignal dieses Subträgers enthalten ist. Verwendet werden dabei vier verschiedene Phasenwerte, nämlich $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ und $7\pi/4$. Diese Modulation findet im äquivalenten Basisband statt. Zur Aufbereitung der modulierten Signale zu einem sich zeitlich verändernden auszusendenden Signal wird eine inverse Fouriertransformation vorgenommen. Die Intervalllänge jedes parallelen Signalblocks ergibt sich aus einem Nutzintervall und einem Schutzintervall (Guard-Intervall). Im Empfänger werden nur die Signale innerhalb des Nutzintervalls ausgewertet, innerhalb dessen auch die Orthogonalitätsbedingung der Subträger streng gilt. Das Schutzintervall hat die Funktion, Interferenzen durch Laufzeitunterschiede, die sich bei Mehrwege-Ausbreitungen ergeben können, zu vermeiden. Die Länge des Schutzintervalls ist so gewählt, daß ein maximaler Laufzeitunterschied noch innerhalb des Schutzintervalls liegt.

Das bekannte Konzept eignet sich insbesondere auch für einen Gleichwellenempfang, also die flächendeckende Ausstrahlung desselben Programms auf jeweils derselben Trägerfrequenz durch mehrere verschiedene Sendestationen.

Es besteht an sich auch ein Bedürfnis, Fernsehsignale, insbesondere auch hochauflösende Fernsehsignale (HDTV) digital zu übertragen. Die hierbei zu übertragenden Datenmengen sind jedoch um Größenordnungen höher als beim DAB, so daß bei gleichem Modulationsverfahren eine erheblich höhere Bandbreite benötigt würde, als sie bisher für Fernsehkanäle zur Verfügung gestellt werden (z. B. 7 MHz).

Zur Berücksichtigung der bei der Übertragung regelmäßig auftretenden Verzerrungen der Signale ist es erforderlich, Synchronisiersignale zu übertragen. Gemäß einem bekanntgewordenen Vorschlag wird hierzu eine bekannte Symbolfolge auf festgesetzten Subträgern periodisch ausgesendet, die im Empfänger erkannt und zur Synchronisation ausgenutzt wird. Durch die Übertragung der Synchronisations-Symbolfolge geht naturgemäß Nutzbandbreite für die zu übertragenden Daten verloren, und zwar um so mehr, je stabiler und genauer die Synchronisation erfolgen soll. Bei dem bekannten Vorschlag werden Subträger zur Synchronisation reserviert, so daß hierbei ein Verlust an Nutzbandbreite entsteht, aber andererseits bei auftretenden frequenzselektiven Störungen die Qualität der Synchronisation und damit die gesamte Demodulation rapide abnimmt.

Die Verringerung der Nutzbandbreite erschwert naturgemäß die Realisierung der Übertragung großer digitaler Datenmengen auf zur Verfügung stehenden herkömmlichen Bandbreiten. Für die Übertragung von Fernsehsignalen, die auch HDTV-Signale sein können, ist bei der Verwendung bekannter Datenreduktionsmethoden eine Bruttodatenrate von etwa 34 Mbit/s zu übertragen. Eine derartige Datenrate erfordert in einem üblichen Frequenzband mit einer Bandbreite von z. B. 7 MHz eine sehr leistungsfähige und genaue Block-, Takt- und Trägersynchronisation.

Die erfindungsgemäße Lösung sieht ein Verfahren der eingangs erwähnten Art vor, das gekennzeichnet ist durch die Verwendung eines Synchronisiersignals, das als periodisch wiederkehrende Signalfolge den auf den Subträgern modulierten Signalen additiv überlagert wird und eine Autokorrelationsfunktion aufweist, die ein impulsförmiges Verhalten zeigt.

Erfindungsgemäß wird das Synchronisiersignal den Nutzsignalen additiv überlagert. Um hierdurch keine merkbare Störung des Nutzsignals zu produzieren, wie dies beispielsweise durch die Überlagerung eines singulären Synchronisierimpulses geschehen würde, wird als Synchronisiersignal eine periodisch wiederkehrende Signalfolge verwendet, deren Autokorrelationsfunktion ein impulsförmiges Verhalten zeigt. Dadurch ist es möglich, im Empfänger aus dem Synchronisiersignal mit Hilfe eines Korrelators ein impulsförmiges Verhalten zu erzeugen und in der Korrelationsfunktion, vorzugsweise der Autokorrelationsfunktion, enthaltene Impulse als Synchronisierimpulse zu verwenden.

In einer bevorzugten Ausführungsform weist die Autokorrelationsfunktion einen Impuls pro Periode auf, dessen Amplitude das Restsignal deutlich übersteigt.

Als Synchronisiersignal können beliebige digitale Mehrzustandssignale verwendet werden, bevorzugt ist jedoch die Verwendung eines binär phasenkodierten Signals.

Das Synchronisiersignal weist vorzugsweise eine Periodenlänge auf, die der gesamten Modulationssignallänge (Blocklänge T) einschließlich eines Schutzintervalls entspricht.

In einer besonderen Ausführungsform kann das Synchronisiersignal im Schutzintervall mit größeren Amplituden als im übrigen Intervall versehen werden, wodurch die Wiedererkennbarkeit des Synchronisiersignals im Empfänger unterstützt werden kann.

Das Synchronisiersignal wird den modulierten Signalen vorzugsweise als niederfrequentes Signal zugefügt, so daß sich etwaige Störungen durch das Synchronisiersignal nur in einem begrenzten Bandbreitenbereich auswirken und ggf. nur einige der Subträger betreffen. In diesem Fall ist es möglich, die Abtrennung des Synchronisier-

signals empfängerseitig mittels eines oder mehrerer Tiefpässe vorzunehmen.

Besonders bevorzugt ist es, wenn senderseitig und/oder empfängerseitig die komplexen Signale aufgeteilt in Realteil und Imaginärteil in separaten Kanälen verarbeitet werden. In diesem Fall wird das Synchronisationsignal vorzugsweise beiden Signalanteilen gesondert hinzugefügt. Empfängerseitig wird dann zweckmäßigerweise Realteil und Imaginärteil gebildet und gesondert in einem separaten Zweig für die Gewinnung des Synchronisationssignals jeweils einer Analog-Digital-Wandlung unterzogen, so daß anschließend die Korrelationsfunktion berechnet werden kann.

Besonders vorteilhaft ist es, wenn das Synchronisationsignal einem differentiell modulierten Signal nach dessen inverser Fouriertransformation hinzugefügt wird. Dabei ist die Verwendung einer differentiellen Modulation besonders vorteilhaft, die sowohl mit unterschiedlichen Phasen als auch mit unterschiedlichen Amplituden moduliert. Bei der differentiellen Modulationsmethode werden Kanalverzerrungen automatisch eliminiert, da sich Kanalverzerrungen regelmäßig um Größenordnungen langsamer ändern als die Übertragung nacheinander folgender Signale auf demselben Subträger. Demzufolge können die Kanaleigenschaften für zwei nacheinander gesendete Signale als konstant angesehen werden. Da bei der differentiellen Modulationsmethode das Verhältnis von zwei aufeinander gesendeten Signalen gebildet wird, kürzt sich die Kanalcharakteristik heraus.

Die Unterscheidbarkeit verschiedener Daten wird dadurch wesentlich verbessert, daß nicht nur die Phase sondern auch die Amplitude zur differentiellen Modulation der Daten variiert wird. Ein derartiges Modulationsverfahren ist bisher noch nicht vorgeschlagen worden. Es führt bei der Anwendung auf das erfundungsgemäße Verfahren dazu, daß überraschenderweise die Technologie des DAB auch für die bisher nicht möglich gehaltene Übertragung von digitalen Fernsehsignalen möglich ist.

Bei dem erfundungsgemäßen Verfahren werden vorzugsweise Amplitudenwerte a^n verwendet, wobei $0 \leq n \leq m$ ist, wenn in Bits zur Codierung der Amplitudenwerte verwendet werden.

Bei dem erfundungsgemäßen Verfahren werden vorzugsweise 8 oder 16 verschiedene Phasenlagen in der komplexen Ebene pro Amplitudenwert ausgenutzt, weil diese Anzahl verschiedener Phasenlagen bei üblichen Übertragungsbedingungen diskriminierbar ist.

Somit werden vorzugsweise Codewörter verwendet, in denen in höchstwertige Bits zur Codierung der Amplitude und l niedrigstwertige Bits zur Codierung der Phase dienen. Dabei ist l vorzugsweise 4 und m 2 oder 3.

Die Diskriminierung zwischen den modulierten Phasen- und Amplitudenwerten kann noch dadurch verbessert werden, daß die gleich beabstandeten Phasenlagen für benachbarte Amplitudenwerte gegeneinander winkelversetzt sind. Bei der Verwendung von 16 verschiedenen Phasenlagen kann die Versetzung $\pi/16$ betragen, so daß für jeden übernächsten Amplitudenwert wieder identische Phasenlagen bestehen.

Die differentielle Modulation kann noch dadurch verbessert werden, daß die Sendeamplitude des k-ten Subträgers relativ zu einem Mittelwert der vorher auf diesem Subträger gesendeten Amplituden aus dem Vorrat der möglichen Amplitudenwerte bestimmt wird. Dieser Mittelwert kann rekursiv geschätzt werden, was vorzugsweise dadurch möglich ist, daß zur Aktualisierung des geschätzten Mittelwerts die tatsächlich gesendete Amplitude mit dem vorherigen geschätzten Mittelwert gewichtet gemittelt wird. Als Wichtungsfaktor für den vorherigen Mittelwert kann ein Wert zwischen 3/4 und 15/16 verwendet werden, wodurch der Integrationsfaktor für kurzzeitige Änderungen des Funkkanals bestimmt wird.

Bei der erfundungsgemäßen differentiellen Phasen- und Amplitudenmodulation läßt sich auch eine hierarchische Modulation verwirklichen, indem die Modulation mit verschiedenen Phasen und/oder Amplituden in Gruppen erfolgt, innerhalb derer der Phasen- und/oder Amplitudenunterschied geringer ist als zu modulierten Signalen anderer Gruppen. Im Falle einer solchen hierarchischen Modulation ist es möglich, im Falle gestörter Übertragungs- oder Empfangsverhältnisse eine Demodulation bezüglich der Gruppen vorzunehmen, wenn auch mit verminderter Qualität.

Die erfundungsgemäße Modulation findet vorzugsweise in zwei separaten Kanälen für den Realteil und den Imaginäranteil der komplexen Signale statt. Diese Signalanteile werden vorzugsweise gemeinsam der inversen Fouriertransformation in den beiden Kanälen unterworfen und anschließend wieder getrennt weiterverarbeitet. In entsprechender Weise kann in beiden Kanälen je eine Formfilterung durchgeführt werden.

Zur Vermeidung der Auswirkung von Nichtlinearitäten des Senders ist es zweckmäßig, eine entsprechende digitale Vorverzerrung der Signale vorzunehmen. Auch diese digitale Vorverzerrung kann zweckmäßigerweise in beiden Kanälen separat vorgenommen werden. Dementsprechend wird sinnvollerweise auch eine separate Verarbeitung der empfangenen Signale in separaten Kanälen vorgenommen.

Zur Durchführung des erfundungsgemäßen Verfahrens werden im Sender und im Empfänger eine differentielle Modulation, eine inverse Fouriertransformation und ggf. eine Formfilterung bzw. eine Formfilterung, eine Fouriertransformation und eine differentielle Demodulation vorgenommen. Zur Erhöhung der Geschwindigkeit dieser Verarbeitungen ist es besonders vorteilhaft, wenn die Funktionen asynchron jeweils mit einer individuellen Taktfrequenz vorgenommen und die so asynchron bearbeiteten Signale jeweils über einen Pufferspeicher der nächsten Funktion zugeführt werden. Als Pufferspeicher können übliche FIFO-Speicher ("First In – First Out") benutzt werden. Auf diese Weise ist es möglich, die einzelnen Funktionen mit einer individuellen maximalen Taktfrequenz auszuführen. Die Anpassung an die Taktfrequenz der nächsten Stufe erfolgt dadurch, daß zur Vermeidung des Überlaufs der Pufferspeicher "Waitstates" realisiert werden.

Eine fehlerfreie Demodulation der erfundungsgemäß ausgesandten Signale setzt eine mit dem gesendeten Signal synchronisierte Verarbeitung voraus. Es ist bekannt, für eine derartige Synchronisation zusätzliche Signale mit bekannten Symbolen zu übertragen. Hierfür wird jedoch Nutzbandbreite benötigt.

Erfundungsgemäß ist es daher zweckmäßig, ein separates periodisches Synchronisationssignal zu erzeugen und dem modulierten Datensignalen additiv zu überlagern. Das periodische Synchronisationssignal kann sich dabei über das gesamte Signalintervall, einschließlich des Schutzintervalls, erstrecken.

Zur Verbesserung der Erkennbarkeit des Synchronisationssignals kann es zweckmäßig sein, dieses im Schutz-

intervall mit einer wesentlich größeren Amplitude als im Nutzintervall auszusenden.

Besonders zweckmäßig ist es, wenn das Synchronisationssignal ein niederfrequentes Signal ist, das zu allenfalls geringen Interferenzen mit den Subträgern Anlaß gibt. Die niederfrequente Ausbildung des Synchronisationssignals ermöglicht auch eine einfache Abtrennung des Synchronisationssignals vom übrigen Signal im Empfänger.

Die Erfindung soll im folgenden anhand von in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispielen näher erläutert werden. Diese verdeutlichen auch die bevorzugten Bauweisen von Sender und Empfänger.

Es zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Senders,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines Empfängers,

Fig. 3 eine grafische Darstellung von 64 möglichen Phasen- und Amplitudenzuständen mit 16 unterschiedlichen Phasen und 4 unterschiedlichen Amplituden,

Fig. 4 eine grafische Darstellung von 128 unterschiedlichen Phasen- und Amplitudenzuständen mit 16 unterschiedlichen Phasen und 8 unterschiedlichen Amplituden,

Fig. 5 eine Zuordnungstabelle für die Anwendung der 8 möglichen Eingabebits zur Ermittlung des Amplitudenwerts bei Anwendung auf die 8 möglichen Ausgangszustände,

Fig. 6 eine grafische Darstellung von 64 möglichen Phasen- und Amplitudenzuständen, bei denen die Phasenlagen für benachbarte Amplituden um $\pi/16$ winkelversetzt sind,

Fig. 7 eine schematische grafische Darstellung für eine hierarchische Codierung, in der eine vorbestimmte Anzahl von Phasen- und Amplitudenzuständen zu Gruppen zusammengefaßt sind,

Fig. 8 ein Beispiel für ein Synchronisiersignal in Form eines 13er Barkercodes,

Fig. 9 eine grafische Darstellung der Autokorrelationsfunktion für das Synchronisiersignal gemäß Fig. 8.

Für die in Fig. 1 dargestellte Anordnung eines Senders wird angenommen, daß ein Bitstrom von 34,368 MBit/s bearbeitet werden muß. Dieser Bitstrom gelangt auf einen Seriell-Parallel-Wandler, der den seriellen Eingangs-Datenstrom auf 5 bis 7 Parallelleitungen aufteilt. Über einen ersten Pufferspeicher (FIFO) 2 gelangt der Datenstrom auf einen digitalen Amplituden-Phasen-Modulierer 3, in dem für jeden Datenwert ein Sendesymbol

$$\underline{S}(i, k) = \underline{B}(i, k) \cdot \underline{S}(i - 1, k)$$

erstellt wird. Das komplexe Sendesymbol $\underline{S}(i, k)$ des i-ten Modulationsblocks berechnet sich dabei aus der Multiplikation eines komplexen Symbols $\underline{B}(i, k)$ mit dem im $(i - 1)$ -ten Modulationsblock auf dem k-ten Subträger gesendeten Symbol $\underline{S}(i - 1, k)$. Die differentielle Modulation erfolgt zwischen zeitlich aufeinander folgenden Modulationsblöcken bei derselben Subträgerfrequenz, die hier durch den Index k repräsentiert wird. Die Wahl des komplexen Symbols $\underline{B}(i, k)$ wird bei der differentiellen Amplituden-Phasen-Modulation durch ein Codewort beeinflußt, das sowohl eine Phasen- als auch eine Amplitudenänderung beinhaltet.

Das modulierte Signal wird von dem differentiellen Phasen-Amplituden-Modulator 3 aufgeteilt in einen Realanteil RE und einen Imaginäranteil IM ausgegeben und gelangt auf einen weiteren Pufferspeicher 4.

In einer nachfolgenden inversen Fouriertransformationsstufe (IFFT) 5 werden die Signalanteile RE und IM einer inversen Fouriertransformation unterzogen und somit zeitbezogen ausgegeben.

Über einen weiteren Pufferspeicher 6 gelangen die nunmehr zeitabhängigen Signalanteile RE und IM auf je ein digitales Formfilter 7a, 7b, durch das die Bandbreite des auszusendenden Spektrums beispielsweise auf 7 MHz begrenzt wird.

Über einen weiteren Pufferspeicher 8 gelangen die Signalanteile RE, IM auf eine Additionsstufe 9 bestehend aus je einem Addierer 9a, 9b für die für die beiden Signalanteile RE, IM bestehenden Kanäle. Mit den Addierern 9a, 9b wird den modulierten Signalen ein in einem Synchronsignalgenerator 10 erzeugtes periodisches Synchronisiersignal überlagert.

Die so hergestellten Signalanteile RE, IM gelangen auf eine lineare Korrekturtabelle 11, die eine Vorverzerrung der Signalanteile RE, IM zur voreilenden Kompensation von Nichtlinearitäten des Senders durchführt.

Anschließend gelangen die Signalanteile RE, IM auf je einen Digital-Analog-Wandler 12a, 12b und gelangen auf eine Mischstufe 13, in der das Hochfrequenz-Sendesignal, moduliert mit den Modulationssignalen erzeugt wird.

Das im Synchronsignalgenerator 10 erzeugte Synchronsignal ist ein periodisches, phasengetastetes Signal, dessen Periodenlänge mit der Blocklänge T des Nutzsignals übereinstimmt und dessen Autokorrelationsfunktion ein impulsförmiges Verhalten hat. Signale mit diesen Eigenschaften sind beispielsweise in Rohling, Plagge "Mismatched Filter Design For Periodical Binary Phased Signals" IEE-AES, Vol. 25, No. 6, November 1989 beschrieben. Das Synchronsignal wird in dem Synchronsignalgenerator 10 einmalig berechnet und in einem Speicher (EPROM) abgelegt und periodisch ausgelesen.

Zweckmäßig ist es, das Synchronisiersignal niederfrequent auszulegen, um Interferenzen mit Subträgern noch weiter zu reduzieren. Das Synchronsignal kann besonders hohe Amplituden im Schutzintervall aufweisen.

Fig. 2 zeigt, daß das ausgesendete Signal HF im Empfänger in üblicher Weise auf einen Mischer 14 gelangt, der das empfangene HF-Signal auf eine Verarbeitungsfrequenz mischt und dabei die Signalanteile RE und IM voneinander trennt, so daß diese in getrennten Kanälen verarbeitet werden. Die Signalanteile gelangen auf je einen Analog-Digital-Wandler 15a, 15b und gelangen in digitalisierter Form über einen Pufferspeicher 16 auf digitale Formfilter 17a, 17b. Über einen weiteren Pufferspeicher 18 werden die Signalanteile RE, IM einer Fouriertransformationsstufe 19 zugeführt, durch die die Signalanteile RE, IM in das äquivalente Basisband umgesetzt werden. Über einen weiteren Pufferspeicher 20 gelangen die Signalanteile in einen differentiellen Phasen-Amplituden-Demodulator 21, durch den aus den komplexen Phasen-Amplituden-Kombinationen Bitsignale reproduziert werden, die über einen weiteren Pufferspeicher 22 auf einen Parallel-Seriell-Wandler 23 zur Herstellung eines üblichen seriellen Bitstroms gelangt.

Sowohl im Sender als auch im Empfänger können Systemparameter über einen Rechner 24 flexibel geladen werden, so daß ohne weiteres zu Experimentierzwecken die Systemparameter geändert werden können, ohne daß hierfür ein Eingriff in die Hardware erforderlich ist.

Die aus dem Mischer 14 gewonnenen Signalanteile RE, IM gelangen in einem gesonderten Verarbeitungszweig auf je einen Tiefpaß 25a, 25b und werden anschließend in je einem Analog-Digital-Wandler 26a, 26b digitalisiert.

Die über die Tiefpässe 25a, 25b abgetrennten und digitalisierten Synchronisiersignale gelangen auf einen Prozessor 27, dessen Ausgänge die Takt synchronisation für die Analog-Digital-Wandler 15a, 15b, die Blocksynchronisation für die Fourier-Transformationsstufe 19 und eine Trägerregelung im Mischer 14 steuert, um so auf der Übertragungsstrecke entstandene Verzerrungen des übertragenen Signals zu berücksichtigen.

Fig. 3 zeigt grafisch eine mögliche Diskriminierung von 64 verschiedenen Phasen-Amplituden-Zuständen mit 4 unterschiedlichen Amplituden und 16 unterschiedlichen Phasenlagen. Bei der differentiellen Modulation muß jedem Codewort, bestehend aus sechs Bits, abhängig von dem Betrag des vorher gesendeten Symbols $\underline{S}(i-1, k)$ ein komplexes Symbol $\underline{B}(i, k)$ zugeordnet und dann die Berechnung gemäß

$$\underline{S}(i, k) = \underline{B}(i, k) \cdot \underline{S}(i-1, k)$$

durchgeführt werden.

Die Struktur eines 6-Bit-Codewortes weist zwei Bit-Gruppen auf, wobei die beiden höchstwertigen Bits b1, b2 für die differentielle Modulation der Amplitude und die vier verbleibenden Bits für eine differentielle Phasenmodulation verwendet werden. Die vier niedrigwertigen Bits des Codeworts legen ausschließlich die Phase des komplexen Symbols $\underline{B}(i, k)$ fest. Die differentielle Phasenmodulation ist also mit einer herkömmlichen 16-DPSK identisch. Es sind 16 verschiedene Phasenzustände mit einem Abstand von $22,5^\circ$ möglich.

Bei der differentiellen Amplitudenmodulation steckt die Nachricht in dem Betrag des komplexen Symbols $\underline{B}(i, k)$. In Fig. 3 sind alle möglichen Sendesymbole $\underline{S}(i, k)$ in der komplexen Ebene eingetragen. Charakteristisch sind hier die vier Amplitudenringe mit den jeweils 16 Phasenzuständen. Die Radianen der Amplitudenringe betragen 1, a , a^2 und a^3 .

Der Betrag des komplexen Symbols $\underline{B}(i, k)$ wird einerseits durch die beiden höchstwertigen Bits im Codewort C(i, k) und andererseits durch den Betrag des vorher gesendeten Symbols $\underline{S}(i-1, k)$ bestimmt. Die in Fig. 3 angegebene Zuordnungstabelle enthält insgesamt sieben verschiedene Amplitudenzustände für $\underline{B}(i, k)$, die durch die Parameterwerte $m = -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$ beschrieben werden. Durch diese Zuordnung entsteht eine zyklische Struktur innerhalb der Amplitudenringe.

Weisen die Eingabebits z. B. den Wert "01" auf, so existieren in Abhängigkeit von dem Betrag des Symbols $\underline{S}(i-1, k)$ zwei mögliche Beträge für das komplexe Symbol $\underline{B}(i, k)$, nämlich a und a^{-3} . Ist der Betrag des vorher gesendeten Symbols $\underline{S}(i-1, k) = a^3$, wird er aufgrund der Eingabebits "01" mit dem entsprechend der Zuordnungstabelle ermittelten Betrag von a^{-3} multipliziert, so daß der resultierende Betrag des Sendesymbols $\underline{S}(i, k)$ des i-ten Modulationsblocks zu "1" wird. Demzufolge entsteht ein Sprung vom äußersten zum innersten Amplitudenring. Damit ist eine zyklische Struktur erzeugt und die Anzahl der Amplitudenringe auf den kleinstmöglichen Wert reduziert. Dieser Effekt ist gleichzeitig mit einer Minimierung der mittleren Sendeleistung verbunden.

Bei der Demodulation müssen bei einer 64-DAPSX insgesamt zwischen 7 Beträgen und 16 Phasenzuständen unterschieden werden. Jedem Betrag können dabei eindeutig zwei Bits zugeordnet werden.

Für die Demodulation sind Entscheidungsgrenzen notwendig. Bezuglich der Phase liegen die Entscheidungsgrenzen im arithmetischen Mittel zwischen zwei benachbarten Phasenzuständen. Für die Entscheidungsgrenzen zwischen den Amplitudenringen muß eine Besonderheit berücksichtigt werden: Im Empfänger werden aufgrund des Rauscheinflusses auf dem Übertragungskanal zwei Symbole durcheinander dividiert, die jeweils eine Verteilungsdichtefunktion in Form einer Rayleigh-Verteilung aufweisen. Die resultierende Verteilungsdichtefunktion ist unsymmetrisch, und die Standardabweichung ist eine Funktion des Mittelwertes. Mit zunehmenden Mittelwert wird die Standardabweichung größer und die Unsymmetrie wirkt sich stärker aus. Um eine möglichst geringe Bitfehlerwahrscheinlichkeit zu erhalten, muß die Entscheidungsgrenze zwischen zwei Ringen zu der kleineren Amplitude hin verschoben werden. Aus diesem Grund wird die Entscheidungsgrenze auf das geometrische Mittel zwischen zwei benachbarten Ringen gelegt. Mit dem nach einer Entscheidungsregel ermittelten komplexen Symbol kann unmittelbar das zugehörige Codewort C(i, k) erzeugt werden.

Fig. 4 zeigt eine differentielle Amplituden-Phasen-Modulation (DAPSX) mit 128 Zuständen. Analog zu den obigen Ausführungen wird das 7-stellige Codewort in zwei Bitgruppen unterteilt. Die 16-Phasenzustände sind die gleichen wie bei der 64-DAPSX. Für die differentielle Amplitudenmodulation stehen somit drei Bits zur Verfügung. Zur Erzeugung einer zyklischen Struktur ergibt sich für den Parameter M: $M = -7, \dots, 0, \dots, 7$. Für die möglichen komplexen Sendesymbole $\underline{S}(i, k)$ ergibt sich eine Anordnung mit 8 Amplitudenringen mit jeweils 16 Phasenzuständen.

Fig. 5 zeigt die für die Modulation notwendige Zuordnungstabelle, um den Betrag des Symbols $\underline{B}(i, k)$ in Abhängigkeit der drei höchstwertigen Eingabebits und des Betrags des vorher gesendeten Symbols $\underline{S}(i-1, k)$ zu ermitteln. Bei der Demodulation müssen bei einer 128-DAPSX und aufgrund der gewählten Parameter insgesamt zwischen 15 Beträgen und 16 Phasenzuständen unterschieden werden. Jedem Betrag können dabei eindeutig drei Bits zugeordnet werden.

Die beschriebenen DAPSX-Versfahren setzen die Phasenempfindlichkeit gegenüber der reinen differentiellen Phasenmodulation (DPSX) wesentlich herab und ermöglichen eine realistische Übertragung hoher Datenraten.

Fig. 6 zeigt eine Anordnung analog Fig. 3 (64 DAPSX) bei der die Phasenlagen auf jedem zweiten Amplitudenring identisch sind, während die Phasenlagen auf den dazwischenliegenden Amplitudenringen um einen halben Winkelabstand ($\pi/16$) winkelversetzt sind. Bei gleicher Phasenempfindlichkeit kann hierdurch die Diskri-

minierung unterschiedlicher Amplitudenwerte verbessert werden.

Fig. 7 zeigt eine hierarchische Codierung für die 64-DAPSK gemäß Fig. 3. Dabei sind die Amplitudenabstände zwischen jeweils zwei Amplitudenringen kleiner als zu den benachbarten Ringen. Ferner sind auch die Phasenabstände zwischen jeweils zwei Zuständen auf einem Amplitudenring geringer als zu benachbarten Phasenwerten. Dadurch bilden sich Gruppen von jeweils vier Modulationswerten, die von anderen Gruppen einen größeren Amplituden-Phasen-Abstand aufweisen. Dadurch ist es auch bei der DAPSK möglich, eine Demodulation mit verringelter Auflösung durchzuführen, wenn die Übertragungs- oder Empfangsbedingungen eine Demodulation mit hoher Auflösung nicht erlaubt.

Für das differentielle Modulationsverfahren ist es zweckmäßig, zur Eliminierung von kurzzeitigen Störungseinflüssen die aktuelle Sendeamplitude des k-ten Subträgers $|S(i, k)|$ relativ zu einem Mittelwert über die vorherigen Sendeamplituden dieses k-ten Subträgers festzulegen. Dabei wird vorzugsweise ein rekursiv geschätzter Mittelwert $A_s(i-1, k)$ zugrundegelegt:

$$|S(i, k)| = |\underline{B}(i, k)| \cdot A_s(i-1, k).$$

Für die anschließende Aktualisierung des Mittelwerts $A_s(i, k)$ wird die tatsächlich gesendete Amplitude $|S(i, k)|$ gemessen und eine rekursive Schätzung durchgeführt:

$$A_s(i, k) = \alpha \cdot A_s(i-1, k) + (1-\alpha) \cdot |S(i, k)|.$$

Der tatsächlich gemessene Wert beeinflußt daher den vorherigen Mittelwert in gewichteter Weise. Für den Wichtungsparameter α eignet sich beispielsweise der Wert 7/8 oder 15/16.

Die Beträge $|\underline{B}(i, k)|$ ermitteln sich in Abhängigkeit der Eingabebits und des rekursiv geschätzten Mittelwerts $A_s(i-1, k)$ relativ zu einer mittleren Amplitude A_0 als Schwelle, die absolut vorgegeben ist. Falls der rekursive Mittelwert $A_s(i-1, k)$ auf dem Subträger k ober- oder unterhalb der Schwelle A_0 liegt wird inkrementiert oder dekrementiert. Es gilt:

	$ \underline{B}(i, k) $	Eingabebits
		00 01 11 10
$A_s(i-1, k) \geq A_0$	1 1/a 1/a ² 1/a ³	
$A_s(i-1, k) < A_0$	1 a a ² a ³	

Im Demodulator wird die aktuelle Empfangsamplitude $|S'(i, k)|$ ins Verhältnis zu einem kursiv geschätzten Mittelwert $A_s'(i-1, k)$ gesetzt:

$$|\underline{B}'(i, k)| = \frac{|S'(i, k)|}{A_s'(i-1, k)}$$

Der Mittelwert wird aktualisiert und aus den Beträgen $|\underline{B}'(i, k)|$ eine Bitkombination ermittelt.

Fig. 8 zeigt ein Beispiel für ein Synchronisiersignal, das eine geeignete impulsförmige Autokorrelationsfunktion (Fig. 9) aufweist. Beispiele für derartige Signale sind in dem Aufsatz Rohling, Plagge "Mismatched-Filter Design for Periodical Binary Phased Signals" IEE Transactions-AES Vol. 25, No. 6, Seiten 890 bis 897 erläutert.

Der 13er Barkercode lautet

1 1 1 1 1 - 1 - 1 1 1 - 1 1 - 1 1.

Fig. 9 zeigt, daß die Autokorrelationsfunktion des Synchronisiersignals aus Fig. 8 über die Periode $-T$ bis $+T$ einen mittigen Impuls großer Amplitude aufweist, während die übrigen Signalanteile periodisch nur relativ wesentlich geringere Amplituden aufweisen. Der Impuls mit der großen Amplitude eignet sich zur Verwendung als Synchronisierimpuls.

In Fig. 9 ist gestrichelt noch die Autokorrelationsfunktion eines Rechteckimpulses zu Vergleichszwecken eingetragen.

Es ist ohne weiteres erkennbar, daß das impulsförmige Verhalten der Autokorrelationsfunktion für Synchronisationszwecke unmittelbar verwendbar ist.

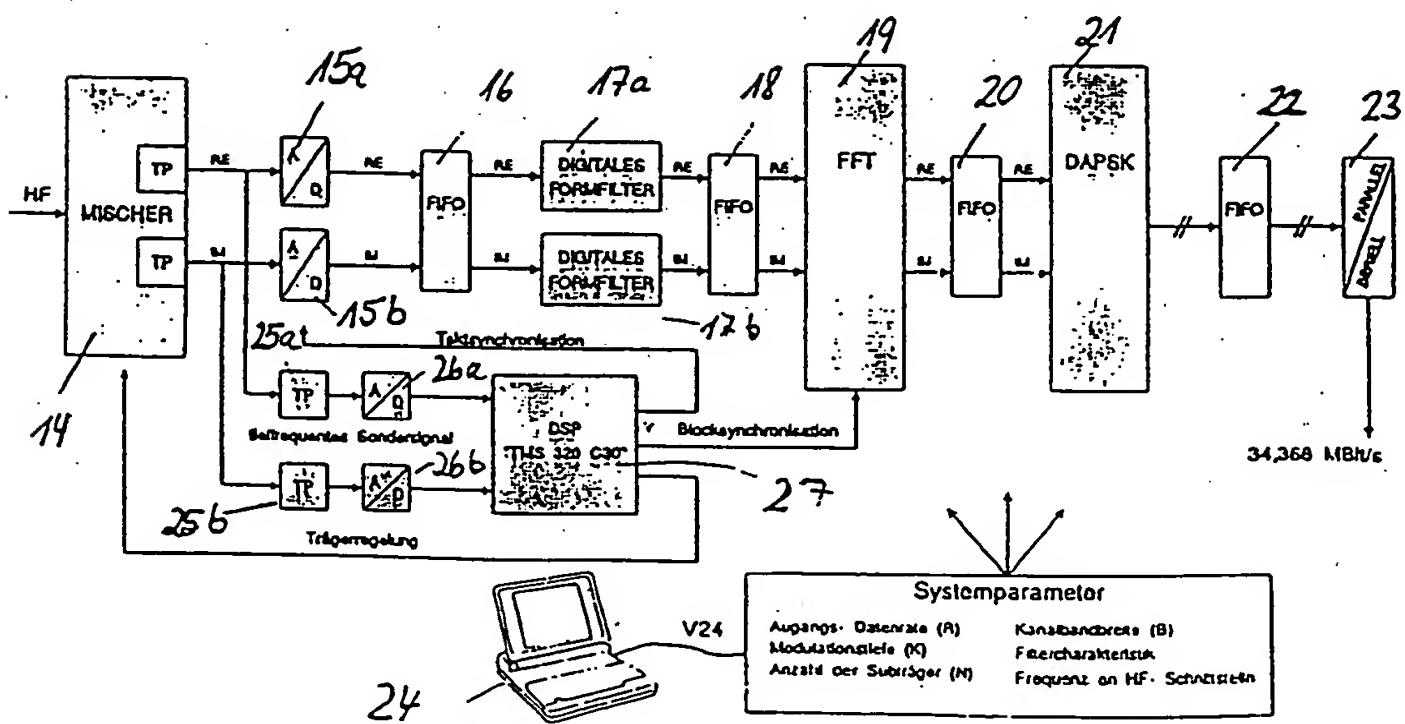
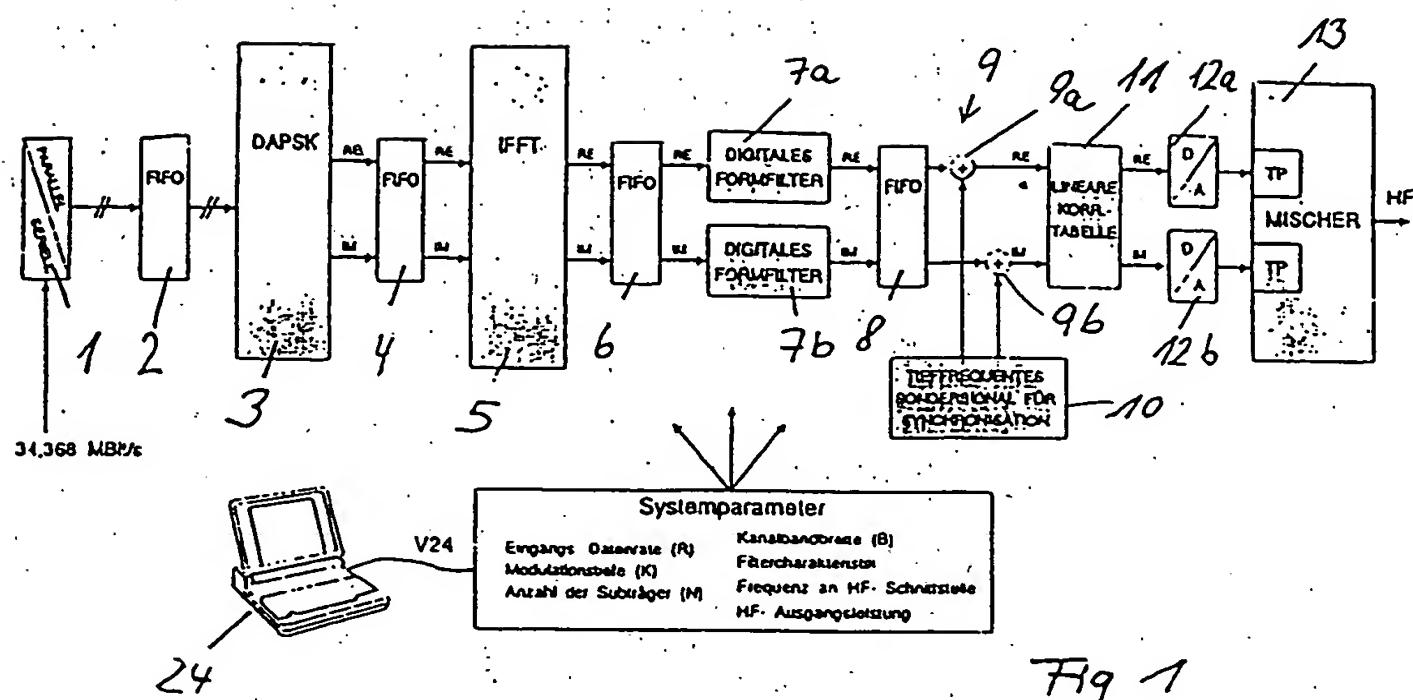
Selbstverständlich ist es im Rahmen der vorliegenden Erfindung auch möglich, das impulsförmige Verhalten einer Kreuzkorrelationsfunktion auszunutzen. Auch in diesem Fall ist es jedoch sinnvoll, ein Synchronisiersignal

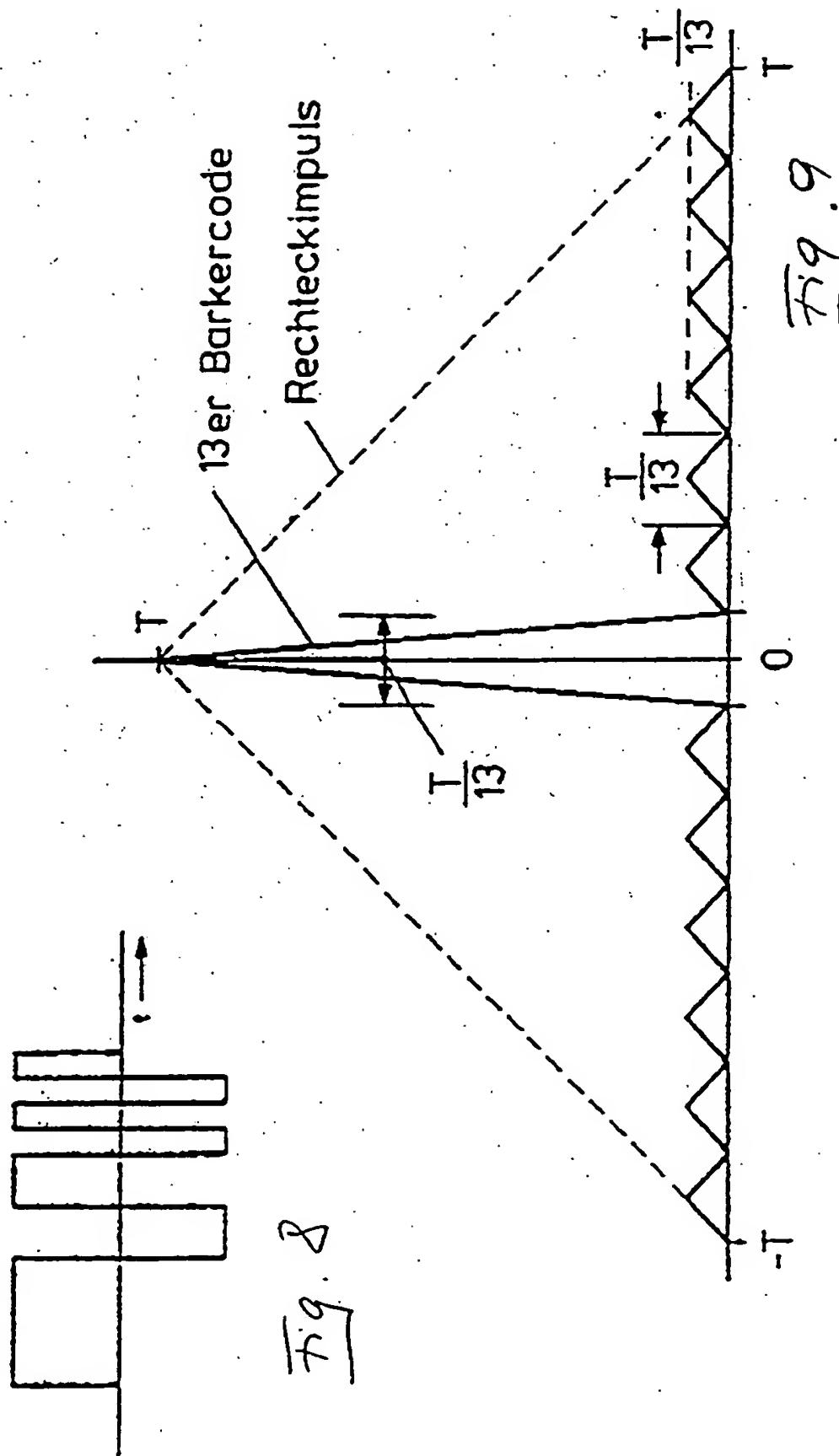
mit einer impulsförmigen Autokorrelationsfunktion zu verwenden.

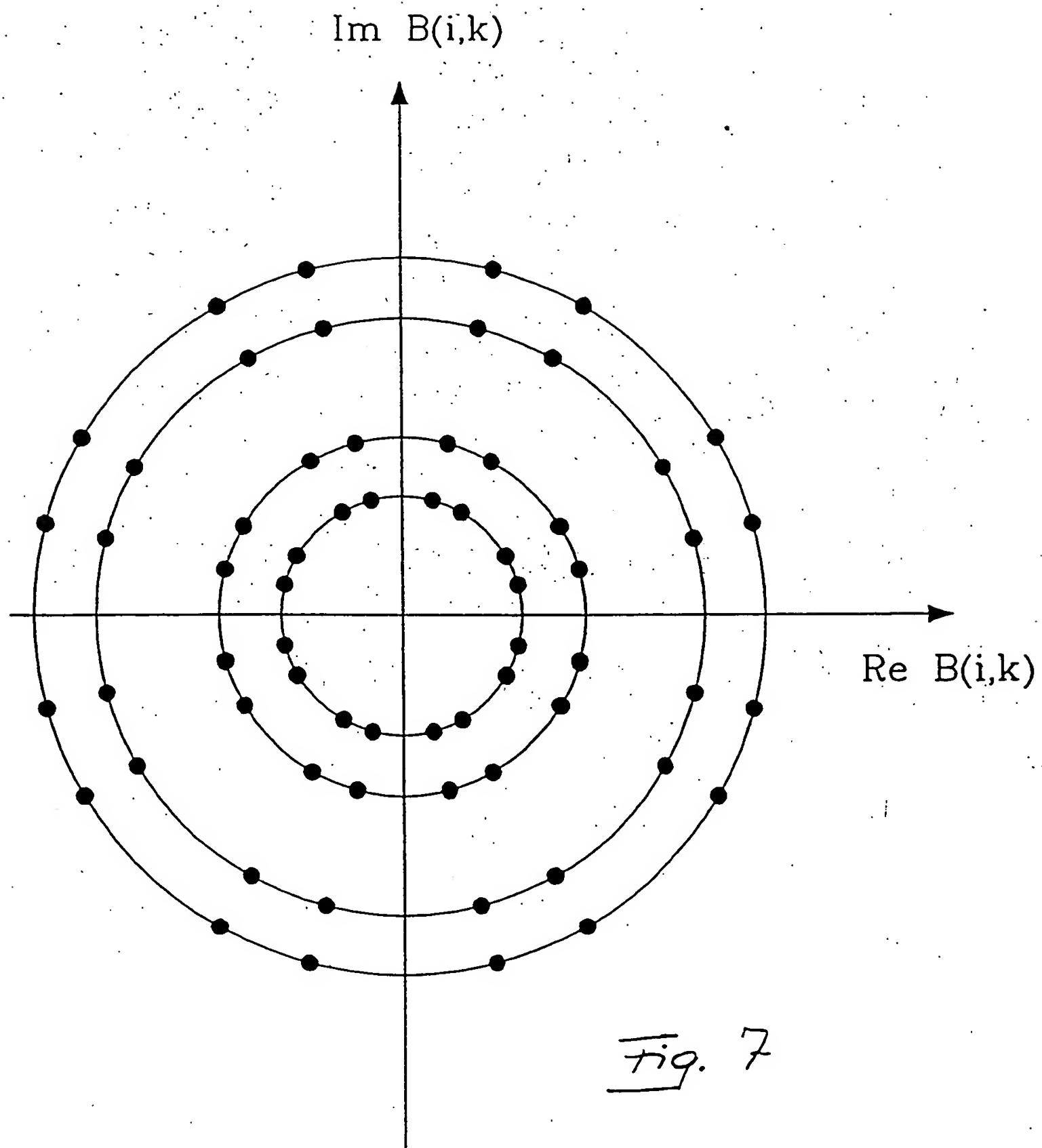
Patentansprüche

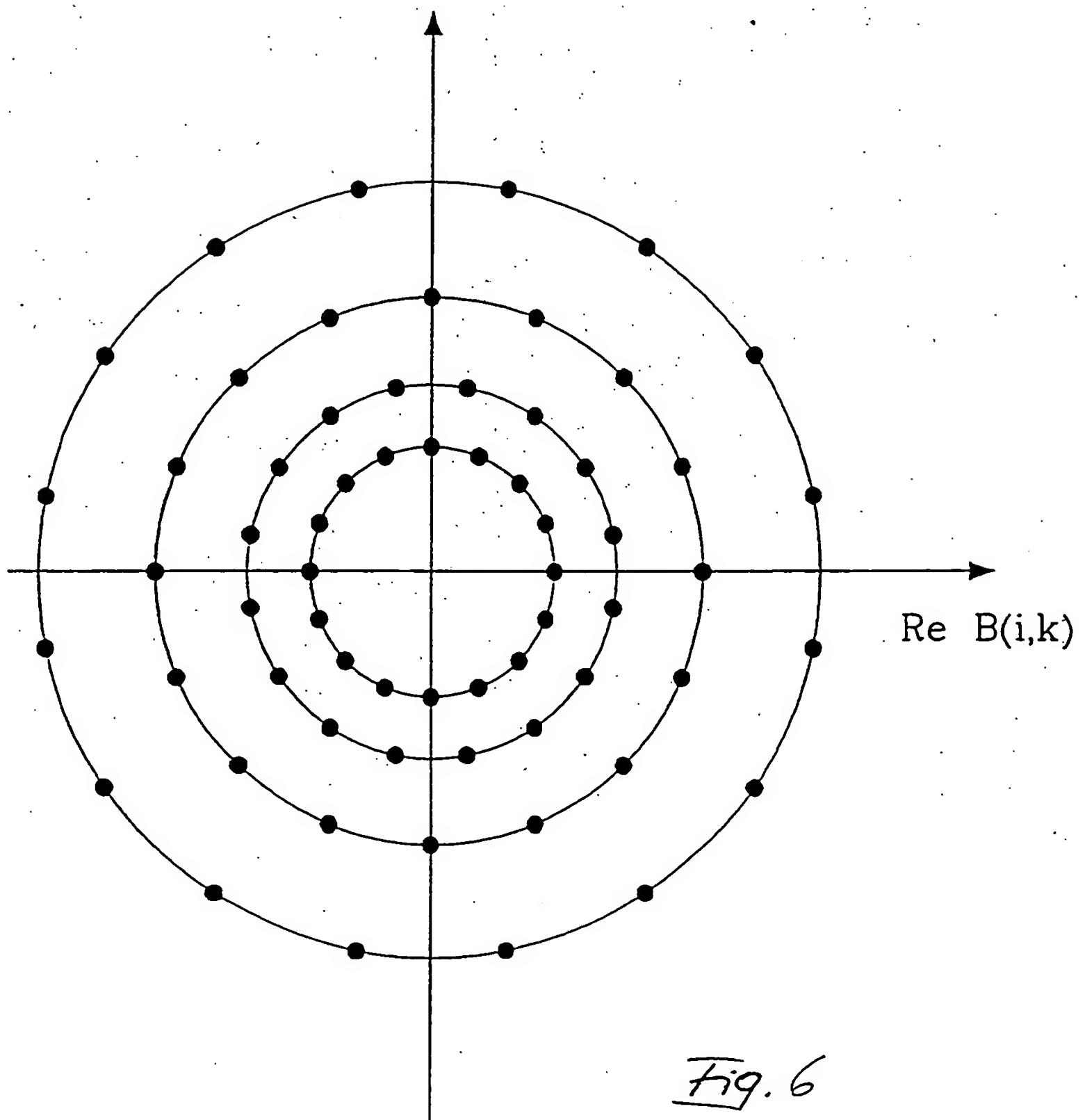
1. Verfahren zum Senden und/oder Empfangen großer digitaler Datenmengen, die in paralleler Form auf einer Mehrzahl von zueinander orthogonalen Subträgern moduliert übertragen werden, unter Verwendung einer senderseitigen inversen Fouriertransformation und eines Synchronisiersignals zur Block-, Takt- und Trägersynchronisation, gekennzeichnet durch die Verwendung eines Synchronisiersignals, das als periodisch wiederkehrende Signalfolge den auf den Subträgern modulierten Signalen additiv überlagert wird und eine Autokorrelationsfunktion aufweist, die ein impulsförmiges Verhalten zeigt. 5
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Autokorrelationsfunktion einen Impuls pro Periode aufweist, dessen Amplitude das Ressignal deutlich überragt. 10
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, gekennzeichnet durch die Verwendung eines binär phasenkodierten Signals als Synchronisiersignal. 15
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß das Synchronisiersignal eine Periodenlänge (T) aufweist, die der gesamten Modulationssignallänge (Blocklänge) einschließlich eines Schutzintervalls entspricht. 20
5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß das Synchronisiersignal im Schutzintervall größere Amplituden als im übrigen Intervall aufweist. 25
6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß empfängerseitig das Synchronisiersignal abgetrennt und seine Korrelationsfunktion berechnet wird und daß Impulse der Korrelationsfunktion zur Synchronisierung verwendet werden. 30
7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Autokorrelationsfunktion berechnet wird. 35
8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß das Synchronisiersignal als niederfrequentes Signal dem modulierten Signal zugefügt wird. 40
9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtrennung des Synchronisiersignals empfängerseitig mittels eines oder mehrerer Tiefpässe erfolgt. 45
10. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß senderseitig und/oder empfängerseitig die komplexen Signale aufgeteilt in Realteil und Imaginärteil in separaten Kanälen verarbeitet werden und daß das Synchronisiersignal beiden Signalanteilen gesondert hinzugefügt wird. 50
11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß empfängerseitig Realteil und Imaginärteil gebildet und für die Gewinnung des Synchronisiersignals in einem separaten Zweig jeweils einer Analog-Digital-Wandlung unterzogen werden und anschließend die Korrelationsfunktion berechnet wird. 55
12. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß das Synchronisiersignal einem differentiell modulierten Signal nach dessen inverser Fouriertransformation hinzugefügt wird. 60
13. Verfahren nach Anspruch 12, gekennzeichnet durch eine differentielle Modulation sowohl mit unterschiedlichen Phasen als auch mit unterschiedlichen Amplituden. 65
14. Sender zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 13, gekennzeichnet durch einen Synchronsignalgenerator (10) zur Erzeugung eines Synchronisiersignals in Form einer periodisch wiederkehrenden Signalfolge, dessen Autokorrelationsfunktion ein impulsförmiges Verhalten zeigt, und durch eine hinter der inversen Fouriertransformationsstufe (5) angeordneten Additionsstufe (9) zur additiven Überlagerung des Synchronisiersignals auf die Sendesignale. 70
15. Sender nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß für den Realteil und Imaginärteil der komplexen Signale zwei Kanäle vorhanden sind und daß die Additionsstufe (9) durch zwei Addierer (9a, 9b) gebildet ist, die sich in je einem der Kanäle befinden. 75
16. Sender nach Anspruch 14 oder 15, dadurch gekennzeichnet, daß die Additionsstufe (9) hinter einem digitalen Formfilter (7a, 7b) und vor Digital-Analog-Wandlern (12a, 12b) angeordnet ist. 80
17. Empfänger zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 13, gekennzeichnet durch eine Auswertungsschaltung (27) für das übertragene Synchronisiersignal, die einen Korrelator enthält und am Ausgang des Korrelators anstehende Impulse als Synchronisierimpulse verwendet. 85
18. Empfänger nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, daß der Korrelator eine Berechnung der Autokorrelationsfunktion vornimmt. 90
19. Empfänger nach Anspruch 17 oder 18, dadurch gekennzeichnet, daß die Synchronisierimpulse auf einen Blocksynchronisationseingang einer Fouriertransformationsstufe (19) gelangen. 95
20. Empfänger nach einem der Ansprüche 17 bis 19, dadurch gekennzeichnet, daß an den Ausgang der Auswertungsschaltung (27) Synchronisationseingänge von Analog-Digital-Wandlern (15a, 15b) angeschlossen sind. 100
21. Empfänger nach einem der Ansprüche 17 bis 20, dadurch gekennzeichnet, daß an den Ausgang der Auswertungsschaltung (27) ein Synchronisationseingang eines das empfangene HF-Signal heruntermittelnden Mischers (14) angeschlossen ist. 105
22. Empfänger nach einem der Ansprüche 17 bis 21, dadurch gekennzeichnet, daß an zwei Ausgängen des Mischers (14) Realteil und Imaginärteil separat entstehen. 110
23. Empfänger nach Anspruch 22, dadurch gekennzeichnet, daß an die Ausgänge des Mischers (14) Tiefpässe (25a, 25b) angeschlossen sind, die separaten Analog-Digital-Wandlern (26a, 26b) vorgeschaltet sind, deren Ausgänge mit der Auswertungsschaltung (27) verbunden sind. 115

Hierzu 7 Seite(n) Zeichnungen





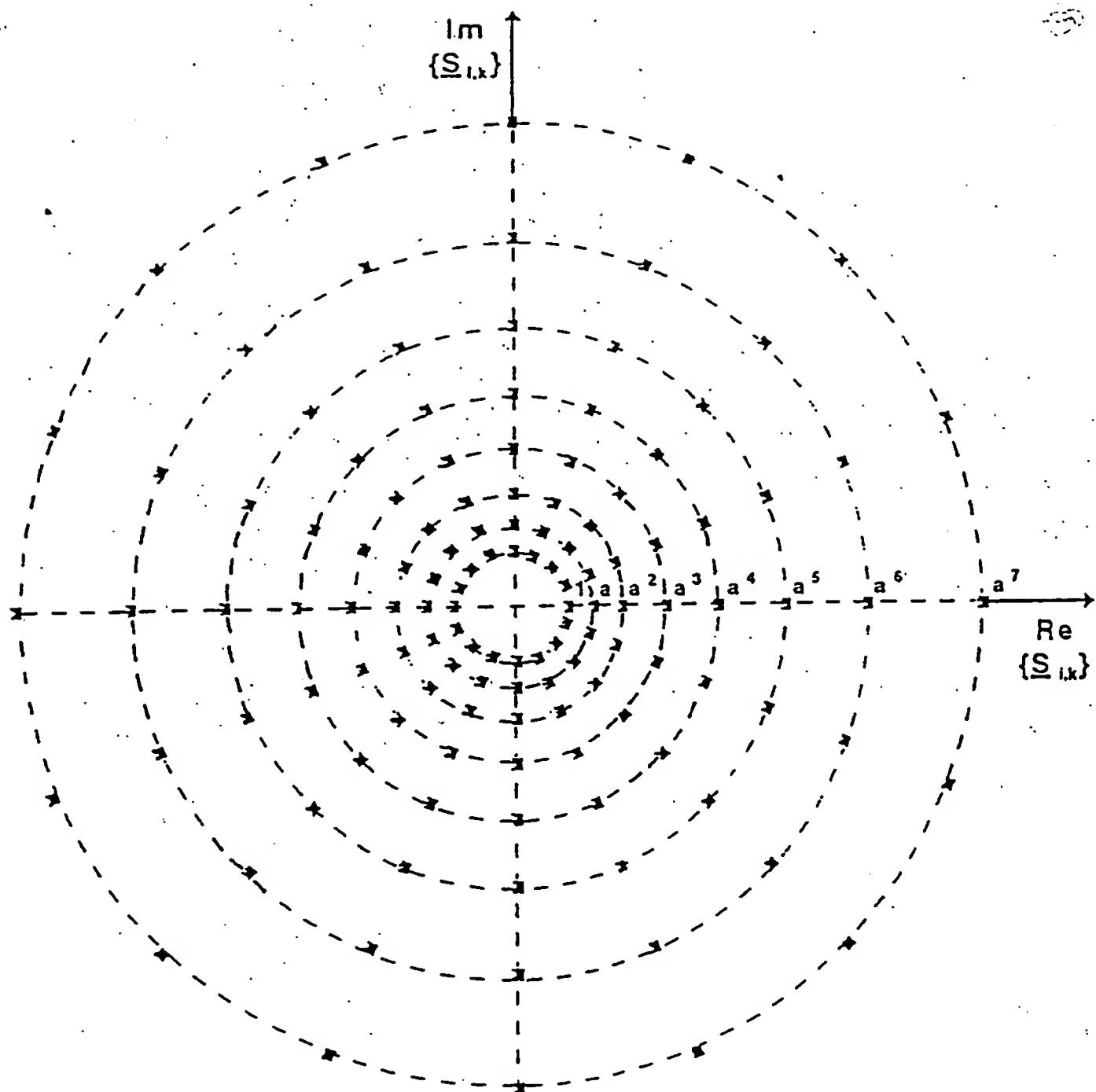


Im $B(i,k)$ Fig. 6

Zuordnungstabelle :

Block	Eingabebits b_1, b_2, b_3							
	000	001	011	010	110	111	101	100
1	1	a	a^2	a^3	a^4	a^5	a^6	a^7
a	1	a	a^2	a^3	a^4	a^5	a^6	$1/a$
a^2	1	a	a^2	a^3	a^4	a^5	$1/a^2$	$1/a$
a^3	1	a	a^2	a^3	a^4	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$
a^4	1	a	a^2	a^3	$1/a^4$	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$
a^5	1	a	a^2	$1/a^5$	$1/a^4$	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$
a^6	1	a	$1/a^6$	$1/a^5$	$1/a^4$	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$
a^7	1	$1/a^7$	$1/a^6$	$1/a^5$	$1/a^4$	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$

Fig. 5



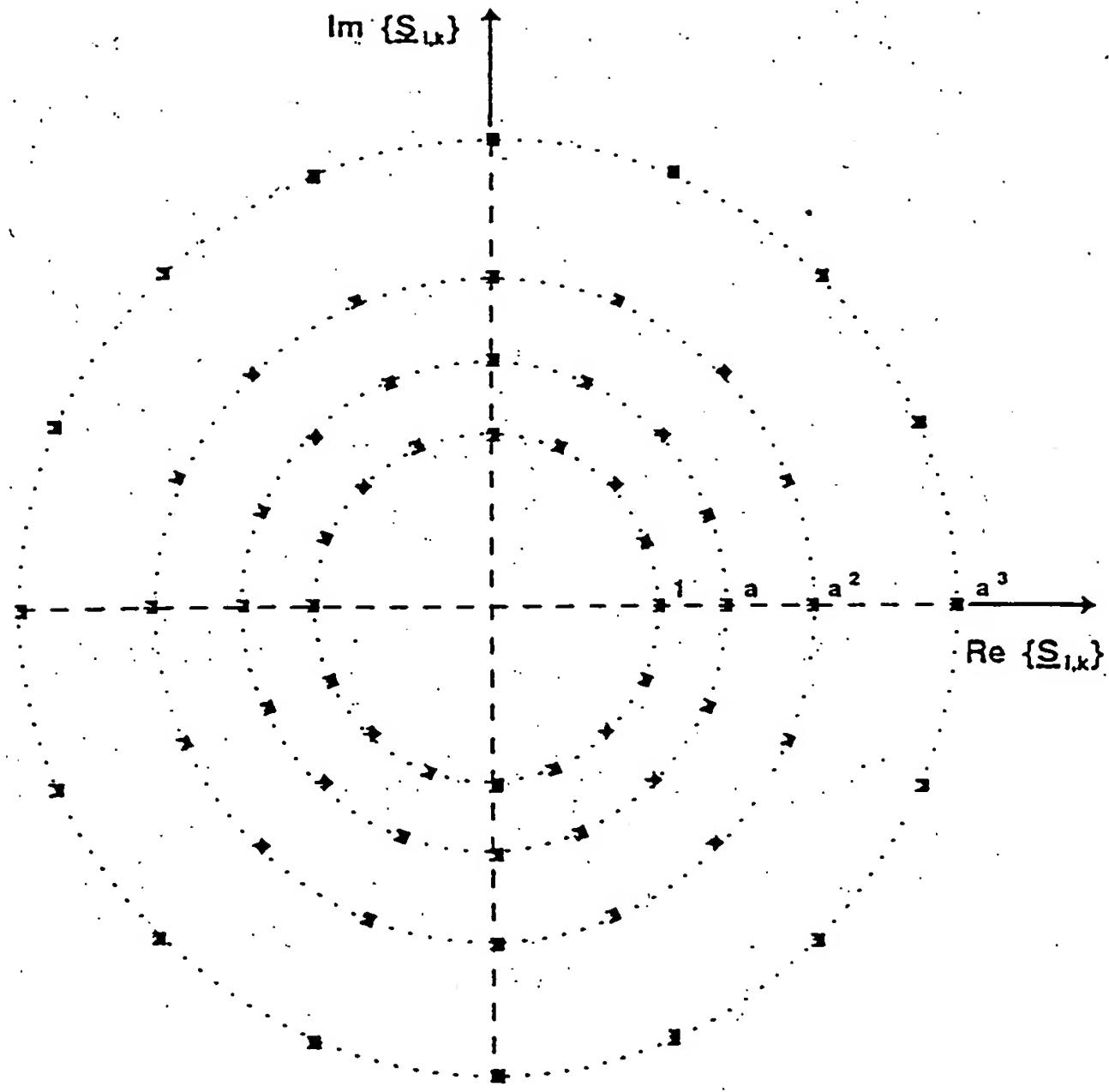
Differentielle Modulation :

$$\underline{S}_{i,k} = \underline{B}_{i,k} \cdot \underline{S}_{i+1,k}$$

Struktur eines Codewortes :

b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7
-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------

Fig. 4



Differentielle Modulation :

$$S_{i,k} = B_{i,k} \cdot S_{i-1,k}$$

Struktur eines Codewortes :

b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6
-------	-------	-------	-------	-------	-------

Fig. 3

Zuordnungstabelle :

$ B_{i,k} $	Eingabebits b_1, b_2			
	00	01	11	10
1	1	a	a^2	a^3
a	1	a	a^2	$1/a$
a^2	1	a	$1/a^2$	$1/a$
a^3	1	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$